

文章编号: 1005-6122(2014)02-0042-04

电下倾宽带贴片天线设计^{*}李伟文¹ 张斌¹ 陈杰良¹ 郭文锐²

(1. 厦门大学电子工程系, 厦门 361005; 2. 南京军区第五通信团, 福州 350000)

摘要: 针对室内壁挂基站应用要求, 采用对称角形缝隙加载正方形贴片, 实现具有电下倾辐射特性的低剖面宽带贴片天线结构。实验结果表明, 设计天线 S_{11} 参数小于 -10dB 的相对阻抗带宽为 5.15% 。在工作频带内, 天线辐射场可产生约 30° 的下倾角。并且可通过馈电位置的改变, 实现辐射场下倾角的调整。水平平面辐射方向图表明, 在 120° 范围内, 其垂直极化辐射场要比水平极化高 10dB 以上, 表明天线具有良好的垂直线极化特性。工作频带内天线的增益约为 6dBi 。该天线可内置于壁挂基站以减小设备尺寸。

关键词: 贴片天线, 电下倾天线, 宽带天线, 壁挂基站

Design of Electrical Downtilt Broadband Patch Antenna

LI Wei-wen¹, ZHANG Bin¹, CHEN Jie-liang¹, GUO Wen-rui²

(1. Department of Electronic Engineering, Xiamen University, Xiamen 361005, China;

2. The fifth Communication Regiment, Nanjing Military Area, Fuzhou 350000, China)

Abstract: To meet the requirements of electrical downtilt beam patterns and broad bandwidth for the indoor wall-mounted base-station antennas, a symmetrically right-angled slot is loaded into the low-profile square patch antenna. The experimental results show that the relative impedance bandwidth with the parameter S_{11} less than -10dB is 5.15% for the designed antenna. Over the operating frequency band, the electrical downtilt of radiation beams is about 30° . Meanwhile the downtilt can be adjusted by changing the feed position. In the angle range 120° of the horizontal plane pattern, the radiation level of the vertically polarized electric field is 10dB higher than the horizontal polarization, which indicates that the antenna has the radiation characteristics of vertically linear polarization. Over the working band the antenna gain is about 6dBi . The presented antenna can be built into the wall-mounted base station to reduce the device size.

Key words: patch antenna, electrical downtilt antenna, broadband antenna, wall-mounted base station

引言

在移动通信室内壁挂基站系统, 包括 WLAN 的无线接入点(PA), 为实现电磁场的有效覆盖, 需要天线辐射有一定下倾角的单向电磁波^[1,2]。由于较小功率需求, 常期望由单个天线实现, 以简化天线结构和降低加工成本, 微带天线以其低剖面易集成的结构特点而广受欢迎。一般地, 微带天线主辐射方向在辐射元正法向, 为实现下倾角, 可与垂直方向取一夹角在墙壁上安置微带天线, 即采用机械调整方式产生波束的下倾。如直接利用微带天线结构本身产生电调辐射场的下倾, 将减少机械调整的麻烦。

微带天线应用的另一个限制因素是其窄频带特性, 典型矩形微带天线的阻抗带宽在 1% 左右, 达不到无线通信频带范围要求^[3-4]。目前已有多种用于展宽微带天线带宽的方法, 如采用厚基板、缝隙加载或取分形轮廓辐射元、馈电结构调整等^[5-8]。

基于以上应用目的和微带天线性能特点, 本文通过角形缝隙加载, 设计了具有电下倾的宽带微带天线。设计天线 S_{11} 参数小于 -10dB 的阻抗频带范围为 $2.08\sim 2.17\text{GHz}$, 相对于水平方向其下倾角可达 30° , 在主辐射方向能保持良好的垂直线极化特性。如改变馈电点位置, 还可实现下倾角的有效调整。

* 收稿日期: 2013-05-22; 修回日期: 2013-08-30

基金项目: 福建省重大科技专项(2010HZ0004-1)

1 天线结构设计

在贴片天线辐射边侧加载反射或引向导体片,可实现主辐射方向向贴片侧面偏移,但这种结构尺寸较大,不利于天线的小型化^[9]。为在保证天线小尺寸前提下产生主辐射方向偏离,本文提出如图1结构天线,其谐振方向为正方形贴片对角线方向。同时以该对角线为对称轴线,在靠近贴片底部两相邻侧边加载两连通的矩形条缝隙,形成与正方形贴片两侧边平行的对称直角形缝隙。这里,把辐射元被缝隙切割后留下的底侧贴片部分称为角形框条,而缝隙上侧部分称之为小贴片。

可以设想,激励时贴片表面电流将对称地分布于小贴片和角形框条上。在对称轴线附近,小贴片上电流将主要沿对称轴线流向其上下顶角,离对称轴线较远区域则会引入水平分量电流。由于贴片底侧角形框条较窄,其上分布电流将存在较大水平分量。但基于对称分布,其水平分量辐射场在对称轴线所在的贴片正法向平面上反相相消,天线主极化为垂直极化。偏离对称面位置,辐射场的交叉极化增加。

对称缝隙的引入,将使小贴片和角形框条上电流分布不一致,同时使小贴片上电流集中区域发生改变。事实上,角形框条起着类似反射器或引向器的作用,其具体性能由馈电点在对称轴线上的位置而确定。当馈电点处于上顶角附近时,角形缝隙两侧电流流向基本一致,角形框条电抗部分呈容抗,因此起引向器作用。而馈电点处于下顶角附近时,由于回路效应,角形缝隙两侧电流出现反向流动成分,因此角形框条电抗部分呈感抗,起反射器作用。这样,在偏离辐射元正法向方向(+z方向)产生主辐射。通过馈电位置的变动,可实现主辐射方向的调整。角形框条和小贴片的相互作用,使天线表现出基于双谐振的宽带特性。

采用相对介电常数为4.3、损耗角正切为0.02、厚度为3mm的双面敷铜的FR4微波介质基板进行原型天线结构设计。以WCDMA下行频段(2.11~2.17GHz)为实现目标,按图1所示结构,利用时域有限差分法(FDTD)进行电磁数值分析和优化。优化后天线基板尺寸取为 $W_G = 80\text{mm}$,正方形辐射元边长为 $W_1 + W_2 + L_s = 45\text{mm}$,辐射元上所开缝隙的长度 $L_s = 35\text{mm}$ 、宽度 $W_s = 5.6\text{mm}$,其与辐射元两侧边距离分别为 $W_1 = 6\text{mm}$ 和 $W_2 = 4\text{mm}$,同轴馈电点在对称轴线上且与上顶角的距离为 $L_f = 14.5\text{mm}$ 。

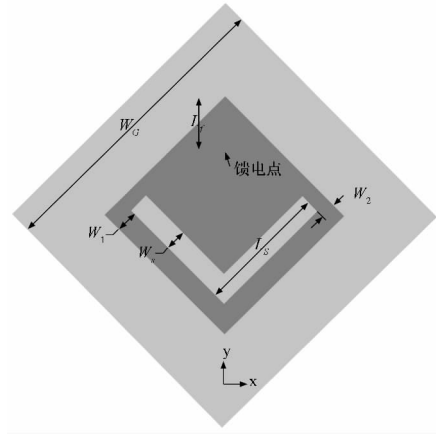


图1 天线结构及参数示意图

2 实验结果

按图1结构及给定的优化结构参数,通过蚀刻法制作原型天线。

图2为天线阻抗带宽特性曲线的仿真和实测结果。由仿真结果可以看到,其 S_{11} 参数小于-10dB的阻抗带宽范围为2.08~2.17GHz,相对带宽为4.24%。在工作频带内具有双谐振特性,其谐振频率分别是2.11GHz和2.14GHz,表明宽带的实现正是基于双谐振特性。实测结果与仿真频带范围基本相符,为2.08~2.19GHz,相对带宽为5.15%,满足WCDMA下行频段的频带要求。但也应看到,实测带宽相对于仿真值有所增加,其原因是仿真时并没考虑基板的介质损耗等因素。也正是该原因,实测端口的阻抗匹配性能更好,并弱化了其双谐振表现形态。

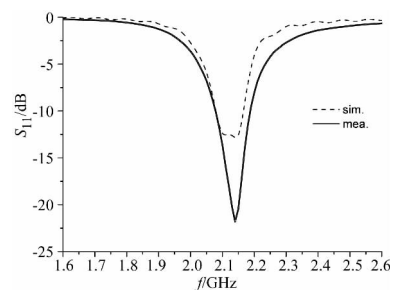


图2 天线阻抗带宽特性曲线

图3为天线在两谐振点2.11GHz和2.14GHz时的E面和H面方向图。由图3(a)天线E面(yoz面)方向图可知,天线主极化为垂直线极化(由于交叉极化很小,图中未给出),其最大辐射指向相对于辐射元正法向(+z方向)有一下倾角。可以看到,低频端最大辐射方向相对+z方向的下倾角为27°,而高频端的倾角为30°。可见在工作频带内随着频

率变化,其最大辐射方向倾角有所变化,但变化不大,可满足实际应用要求。

图3(b)为两个谐振频点的H面方向图,须注意的是,为包含最大辐射方向,它选取的是 xoz 面下倾 30° 的截面。可以看到,H面方向图的波瓣宽度较大,而这正是实际应用为达到较大覆盖范围所期望的。同时也应看到,偏离 yo z对称面越大,辐射场的交叉极化增大;同时高频点的交叉极化要大于低频点。不过在 $\pm 60^\circ$ 范围内,其极化隔离度可达到10dB以上。在室内环境中,由于电磁传播的复杂性,对极化要求并不严格。因此H面方向图表明,天线辐射场可在较大水平范围内满足极化要求,实现大范围辐射场的有效覆盖。

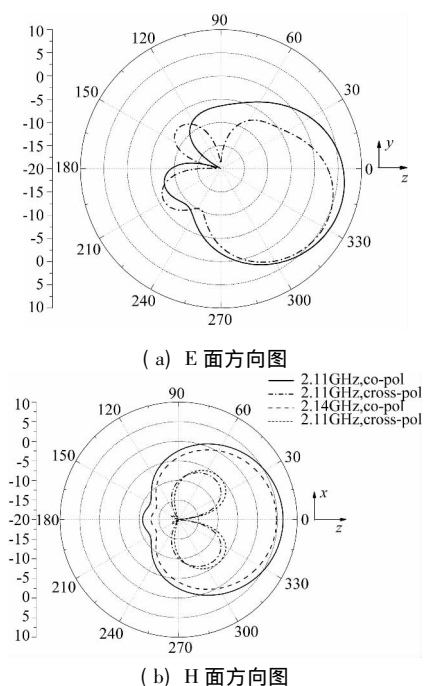


图3 天线在2.11GHz和2.14GHz时方向图

工作频带内天线低频谐振点增益为6.4dBi,高频谐振点的增益为5.8dBi,增益变化小于0.6dB。

3 特性分析

图4为两谐振点处天线表面电流分布情形。可以看到,电流基本上沿对称轴线方向流动,故其辐射场主要为垂直方向线极化。由图可知,角形缝隙的引入,使电流分布更集中在贴片元的下半部分。而上半部分出现反相电流,由此形成主辐射方向的下倾,并且在高频端的倾角更大。相对而言,低频端时电流更集中于小贴片对称轴线附件,而高频端电流较多分布于角形框条侧,引起水平方向分量的增加,因此低频时交叉极化分量要小于高端时的分量。由

图4还可知,正是由于缝隙引入产生的不同电流分布路径,实现了工作频带内的双谐振特性,从而展宽频带。或者说,双频产生的原因是低频时主要由小贴片辐射决定,而高频时主要由缝隙模产生,这与U形缝隙天线的宽带特性类似^[10]。考虑基板介质影响,图2中两个谐振点的半波长分别为43.7mm和41.8mm。而图1中小贴片对角线长为47.2mm,整个贴片的边长为45mm,它们分别与两个谐振点的半波长近似对应。其物理长度与计算半波长的差别,参考图4,主要是由于贴片电流的波节位于贴片的顶角所造成。由此可设想,由圆弧缝隙加载的圆形贴片,应当可实现类似的下倾辐射场,并有助于天线尺寸的进一步减小。

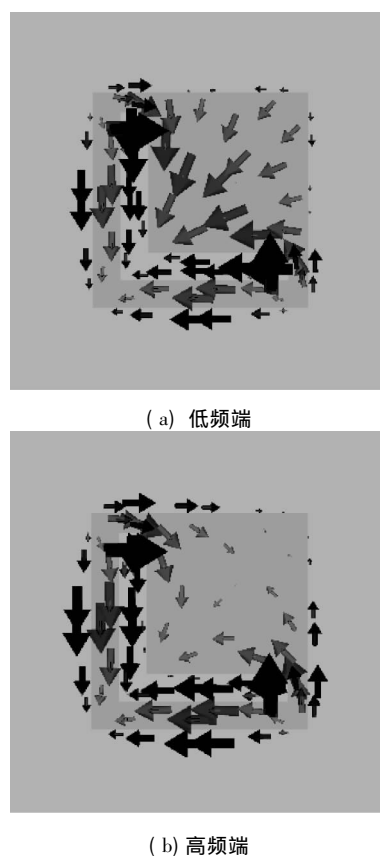


图4 在两谐振点时天线表面电流分布

图5为天线输入端阻抗圆图。可以明显看到,在工作频带内天线产生双谐振特性。在低频谐振点附近,随频率增加其输入阻抗的电抗部分由容抗向感抗转变,表明对于低频端可等效一串联谐振电路,而高频端与此正相反,因此可等效于一并联谐振电路。在某一频率范围内,两谐振电路耦合在一起,从而展宽工作频段。

按天线结构设计分析,改变馈电点位置,可实现天线倾角的调整。图6为馈电点位置 $L_f = 27\text{mm}$ 的E

面方向图,为保持频点不变,对缝隙宽度稍作了调整。可以看到,此时主辐射方向产生上倾。前述的馈电点位置靠近辐射元上顶角侧,可把角形框条等效成引向器,而此时馈电点接近于缝隙侧,对应的角形框条起到反射器作用。

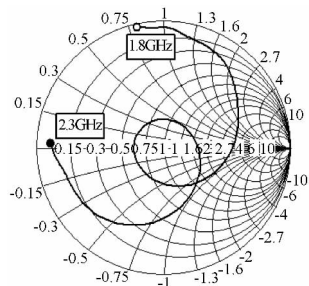


图5 天线输入端阻抗圆图

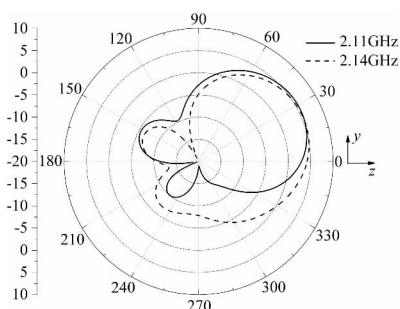


图6 馈电位置 $L_f = 27\text{mm}$ 时天线 E 面方向图

4 结论

通过对称角形缝隙加载正方形贴片,利用缝隙改变贴片表面电流分布,实现了具有电下倾辐射的低剖面宽带微带天线结构。实验结果表明,设计天线的相对带宽可达 5.15%,在工作频带内可实现约 30° 的下倾角,其主极化为垂直线极化。通过馈电位置在对称轴线上的改变,还可实现下倾角度的调整。该天线结构可应用于移动通信或 WLAN 的室内壁挂小型基站系统。

参考文献

- (1) Benner E, Sesay A B. Effects of antenna height, antenna gain, and pattern downtilting for cellular mobile radio [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1996, 45(2): 217-224
- (2) 束咸荣,董玉良,王华. 基站天线机械下倾和电下倾辐射特性分析 [J]. 微波学报, 2012, 28(6): 43-45
Shu X R, Dong Y L, Wang H. Analysis on radiation characteristics for base station antenna with mechanical and electrical descending [J]. Journal of Microwaves, 2012, 28(6): 43-45
- (3) Derneryd A, Lind A. Extended analysis of rectangular microstrip resonator antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1979, AP-27(6): 846-849
- (4) Carver K, Mink J. Microstrip antenna technology [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1981, 29(1): 2-24
- (5) Chang E, Long S, Richards W. An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, AP-34(6): 767-772
- (6) Shackelford A K, Lee K F, Luk K M. Design of small-size wide-bandwidth microstrip-patch antennas [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2003, 45(1): 75-83
- (7) Pues H F, Van De Capelle A R. An impedance-matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1989, 37(11): 1345-1354
- (8) Siakavara K, Tsaldaris F. A multi-wideband microstrip antenna designed by the square-curve fractal technique [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2004, 41(3): 180-185
- (9) Honma N, Seki T, Nishikawa K. Compact planar four-sector antenna comprising microstrip Yagi-Uda arrays in a square configuration [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008, 7: 596-598
- (10) Tong K F, Luk K M, Lee K F, et al. A broad-band U-slot rectangular patch antenna on a microwave substrate [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2000, 48(6): 954-960

李伟文 硕士生导师,副教授。研究方向为微波器件与天线技术,光纤通信器件。

E-mail: wwl@xmu.edu.cn

张斌 男,1990年生,硕士生。研究方向为天线及微波无源器件设计。

E-mail: 763639872@qq.com